

⑫ 公開特許公報(A)

昭60-41805

⑤ Int. Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑬ 公開 昭和60年(1985)3月5日

H 03 F 3/45
H 03 K 17/626628-5J
7105-5J

審査請求 未請求 発明の数 1 (全4頁)

⑭ 発明の名称 電流切換回路

⑯ 特 願 昭58-150505

⑰ 出 願 昭58(1983)8月18日

⑱ 発 明 者 吉 野 浩 川崎市幸区小向東芝町1番地 東芝マイコンエンジニアリング株式会社内

⑲ 出 願 人 株 式 会 社 東 芝 川崎市幸区堀川町72番地

⑲ 出 願 人 東芝マイコンエンジニアリング株式会社 川崎市幸区小向東芝町1番地

⑳ 代 理 人 弁理士 鈴 江 武 彦 外2名

明 細 書

1. 発明の名称

電 流 切 換 回 路

2. 特許請求の範囲

一対の電流源の電流をそれぞれコレクタ・エミッタ間へ与えられかつベースを共通に接続するとともに電源と共通電位との間に介挿した一対の定電圧トランジスタと、上記一対の電流源の電流をそれぞれベースへ与えられかつ共通の電流源を介して電源と共通電位との間にコレクタ・エミッタを介挿した一対のスイッチングトランジスタと、この一対のスイッチングトランジスタにそれぞれ入力側を直列に接続した一対のカレントミラー回路と、上記定電圧トランジスタのベースと上記一対のスイッチングトランジスタのそれぞれのベースとの間に介挿した抵抗とを具備し、上記一対の電流源の電流を可変して一対のスイッチングトランジスタの一方を選択的に導通させて上記一対のカレントミラー回路の出力側の電流を制御する電流切換回路。

3. 発明の詳細な説明

〔発明の技術分野〕

本発明は二つの電流源の一方を選択する電流切換回路に係り、特に減電圧特性の改良に関する。

〔発明の技術的背景〕

第1図は二つの差動アンプの一方を選択的に動作させる回路図である。すなわち抵抗 R_1 、 R_2 およびトランジスタ Q_1 、 Q_2 で構成した第1の差動アンプ DF_1 と抵抗 R_3 、 R_4 およびトランジスタ Q_3 、 Q_4 で構成した第2の差動アンプ DF_2 を設け、トランジスタ Q_3 、 Q_4 からなる第1のカレントミラー回路 CL_1 、トランジスタ Q_1 、 Q_2 からなる第2のカレントミラー回路 CL_2 により一個の電流源 I_0 を選択的に共用するように連動スイッチ SW_1 、 SW_2 を切換えるものである。すなわちスイッチ SW_1 がオン、スイッチ SW_2 がオフであれば第1のカレントミラー回路 CL_1 により第1の差動アンプ DF_1 を駆動する。逆にスイッチ SW_1 が

オフ、スイッチ SW_2 がオンであれば第2のカレントミラー回路 CL_2 により第2の差動アンプ DF_2 を駆動する。

第2図は第1図に示す回路のスイッチ SW_1 、 SW_2 をトランジスタ Q_a 、 Q_b におき換え、トランジスタ Q_b のベースに一定電圧 V_c を与えトランジスタ Q_a のベース電圧を上記一定電圧 V_c に対して高い電圧もしくは低い電圧に制御するようにしている。すなわちトランジスタ Q_a のベース電位がトランジスタ Q_b のベース電位よりも高ければトランジスタ Q_a は遮断状態となりトランジスタ Q_b は導通し、第2のカレントミラー回路 CL_2 のトランジスタ Q_c を介してそのコレクタ側に接続した第2の差動アンプ DF_2 を動作させる。逆にトランジスタ Q_a のベース電位がトランジスタ Q_b のベース電位よりも低ければトランジスタ Q_b は遮断状態となり、トランジスタ Q_a は導通し、第1のカレントミラー回路 CL_1 のトランジスタ Q_c を介してそのコレクタ側に接続した第1の差動

アンプ DF_1 を動作させる。

なおトランジスタ Q_b のベースへは直列に接続したダイオード D_1 、 D_2 のツェナー効果により一定電圧 V_c を供給する。またトランジスタ Q_a のベースへは直列に接続したダイオード D_3 、 D_4 、 D_5 によりトランジスタ Q_a のベース電圧よりも高い電圧を供給する。そして上記ダイオード D_4 、 D_5 をトランジスタ Q_c で短絡することによりトランジスタ Q_a のベース電圧をトランジスタ Q_b のベース電圧よりも低くするように制御する。ここでダイオード D_1 、 $\sim D_5$ は同一特性でその順方向降下電圧を V_f とすればトランジスタ Q_b のベースには常に電圧 $2V_f$ を与え、またトランジスタ Q_a にはトランジスタ Q_c のオフ時は電圧 $3V_f$ 、オン時は電圧 V_f を与えることになる。

〔背景技術の問題点〕

ところでこのような構成の切換回路の減電圧特性は次のようになる。すなわち一般に電子回路において、動作可能な最小電圧は電源 V_{cc} か

ら共通電位 (GND) へ流れる電流経路に存在するダイオードの順方向降下電圧およびトランジスタのベース・エミッタ間電圧 V_{be} と、トランジスタのコレクタ・エミッタ間の飽和電圧 $V_{ce(sat)}$ とに抵抗等の電圧降下分を加えた値によつて定まる。そしてこの値を全ての電流経路について考察し、最も大きな値の電流経路により減電圧特性が決定される。

したがって第2図に示す回路ではトランジスタ Q_c がオフの状態で電流源 I_2 からダイオード D_3 、 D_4 、 D_5 を通る電流経路により減電圧特性が決定される。ここで減電圧 $V_{cc\min}$ を簡略計算するために順方向降下電圧 V_f を $0.7V$ とし、電流源はトランジスタのコレクタ・エミッタ間を利用するので $V_{ce(sat)} = 0.3$ とすると次式で与えられる。

$$V_{cc\min} = 3 \times 0.7 + 0.3 = 2.4V$$

すなわち第2図に示す回路では計算上は電源電圧 $2.4V$ が動作限界となる。

〔発明の目的〕

本発明は上記の事情に鑑みてなされたもので減電圧特性の良好な電流切換回路を提供することを目的とするものである。

〔発明の概要〕

すなわち本発明は、一对の電流源の電流をそれぞれ一对の定電圧トランジスタのコレクタ・エミッタ間へ与えるとともに一对のスイッチングトランジスタのベースへそれぞれ与えかつ上記定電圧トランジスタのベースを共通に接続して一定電圧を得、この共通接続点と上記スイッチングトランジスタの各ベースとの間にそれぞれ抵抗を接続し、上記電流源の一方を可変して上記抵抗における電圧降下分を制御しスイッチングトランジスタの一方を選択的に導通させることを特徴とするものである。

〔発明の実施例〕

以下本発明の一実施例を第3図に示す回路図を参照して詳細に説明する。すなわち一对のスイッチングトランジスタ Q_{11} 、 Q_{12} のエミッタを共通に電流源 I_{11} を介して電源 V_{cc} に接続し、

コレクタを第1、第2のカレントミラー回路 CL_1 、 CL_2 の入力側のトランジスタ Q_{11} 、 Q_{12} を介して共通電位に接続する。そしてこのカレントミラー回路 CL_1 、 CL_2 の出力側のトランジスタ Q_{13} 、 Q_{14} をそれぞれ、たとえば第1図に示すような差動増幅器に接続し、その一方を選択的に動作させる。そして電源 V_{cc} と共通電位との間に電流源 I_{12} 、 I_{11} と定電圧トランジスタ Q_{17} 、 Q_{18} との直列回路を介挿する。そしてこの直列回路の直列接続点をそれぞれスイッチングトランジスタ Q_{11} 、 Q_{12} のベースに接続する。さらに上記定電圧トランジスタ Q_{17} 、 Q_{18} のベースを共通に接続するとともに、この共通接続点と上記一对のスイッチングトランジスタ Q_{11} 、 Q_{12} のベースとの間にそれぞれ抵抗 R_1 、 R_2 を介挿している。なお抵抗 R_1 、 R_2 の抵抗値は等しく、また電流源 I_{12} は可変電流源、電流源 I_{11} は定電流源である。

このような構成において、たとえば電流源 I_{12} は $0\mu A \sim 100\mu A$ の範囲で可変でき、電

流源 I_{11} は $50\mu A$ の定電流源、抵抗 R_1 、 R_2 は $6K\Omega$ とする。

そして $I_{12} = 100\mu A$ とすると、電流源 I_{11} からは $50\mu A$ 、 I_{12} からは $100\mu A$ の電流が定電圧トランジスタ Q_{17} 、 Q_{18} へ流れ込まれる。なおこの場合、トランジスタ Q_{17} 、 Q_{18} はそれぞれ等しい電流を引き込むので抵抗 R_1 、 R_2 を介して電流源 I_{12} からトランジスタ Q_{11} のコレクタへ $25\mu A$ の電流が流れる。したがってスイッチングトランジスタ Q_{11} 、 Q_{12} のベース間には $2 \times (25\mu A \times 6K\Omega)$ すなわち $0.3V$ の電位差を生じる。したがってスイッチングトランジスタ Q_{12} は導通し、それによつて第2のカレントミラー回路 CL_2 が動作し、その出力側に接続した負荷へ電流を供給することができる。

また電流源 I_{12} の出力電流が $0\mu A$ とすると、電流源 I_{11} から出力する $50\mu A$ の電流を定電圧トランジスタ Q_{17} 、 Q_{18} へ等分に分けて $25\mu A$ ずつ与える。したがってこの場合も抵抗 R_1 、 R_2

へ $25\mu A$ の電流が流れ $0.3V$ の電圧降下を生じる。したがってスイッチングトランジスタ Q_{11} は導通し、それによつて第1のカレントミラー回路 CL_1 が動作し、その出力側に接続した負荷へ電流を供給することができる。

すなわち可変電流源 I_{12} の電流に応じてスイッチングトランジスタ Q_{11} 、 Q_{12} の一方を選択的に導通させて第1、第2のカレントミラー回路 CL_1 、 CL_2 の一方から電流を供給することができる。

そして、このようにすれば減電圧特性を支配する電流経路は、電流源 I_{12} が $100\mu A$ の場合、電源 V_{cc} から電流源 I_{11} を通りスイッチングトランジスタ Q_{12} のエミッタ・ベース間を抜けて定電圧トランジスタ Q_{18} を通り共通電位に達する経路となる。

また電流源 I_{12} が $0\mu A$ の場合、電源 V_{cc} から電流源 I_{11} を通りスイッチングトランジスタ Q_{11} のエミッタ・ベース間を抜けて定電圧トランジスタ Q_{17} を通り共通電位に達する経路とな

る。そしてこの場合の減電圧 $V_{ce\ min}$ は、順方向電圧降下 $V_f = 0.7V$ 、トランジスタのコレクタ・エミッタ間の飽和電圧 $V_{ce(sat)} = 0.3V$ (従つて電流源 I_{11} に要する電圧も $0.3V$) とすれば $1.3V$ となる。したがって第2図に示す従来の回路に比して大幅に減電圧特性を改善することができる。

さらに第3図に示す回路構成ではスイッチングトランジスタ Q_{11} 、 Q_{12} のベース間に電位差を与える抵抗 R_1 、 R_2 の中点電位を定電圧トランジスタ Q_{17} 、 Q_{18} の V_{be} 電圧で固定している。したがってスイッチングトランジスタ Q_{11} 、 Q_{12} の一方の電位の変化に対して、他方は逆方向へ同じ値だけ変化する。このためにスイッチングトランジスタ Q_{11} 、 Q_{12} の切換動作時に電流源 I_{11} の電流およびスイッチングトランジスタ Q_{11} 、 Q_{12} のコレクタ・エミッタ間電圧の変化は実用上生じない。したがって電流源 I_{11} に用いるトランジスタのアーリー効果の影響を小さくし、それによつて安定に電流を供給できる

利点がある。

〔発明の効果〕

以上のように本発明によれば減電圧特性が良好で構成も簡単にでき、しかも電流源のトランジスタのアーリー効果の影響を小さくして電流の安定化を図ることができる電流切換回路を提供することができる。

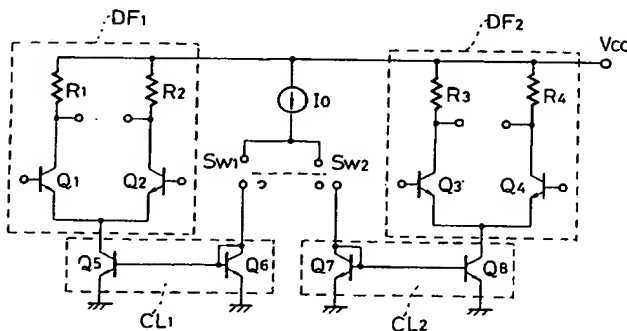
4. 図面の簡単な説明

第1図は機械的なスイッチを用いた従来の電流切換回路の一例を示す回路図、第2図は半導体スイッチを用いた従来の電流切換回路の一例を示す回路図、第3図は本発明の一実施例を示す回路図である。

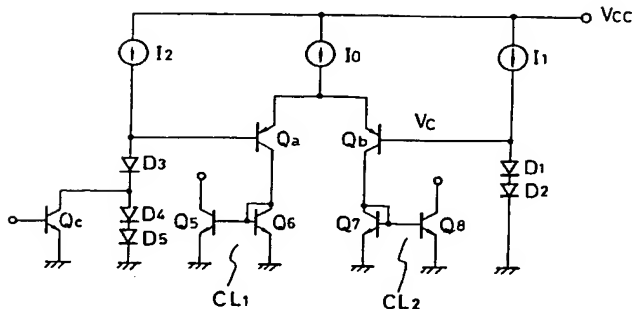
V_{cc} …電源、 I_{11} 、 I_{12} 、 I_{13} …電流源、 Q_{11} 、 Q_{12} …スイッチングトランジスタ、 CL_1 、 CL_2 …カレントミラー回路、 Q_{17} 、 Q_{18} …定電圧トランジスタ、 R_1 、 R_2 …抵抗。

出願人代理人 弁理士 鈴 江 武 彦

第 1 図



第 2 図



第 3 図

